

Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/JP2005/018150

International filing date: 30 September 2005 (30.09.2005)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: JP
Number: 2005-023500
Filing date: 31 January 2005 (31.01.2005)

Date of receipt at the International Bureau: 15 November 2005 (15.11.2005)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2005年 1月31日

出 願 番 号
Application Number: 特願2005-023500

パリ条約による外国への出願
に用いる優先権の主張の基礎
となる出願の国コードと出願
番号

J P 2005-023500

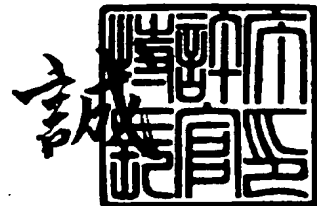
The country code and number
of your priority application,
to be used for filing abroad
under the Paris Convention, is

出 願 人
Applicant(s): 株式会社村田製作所

2005年10月26日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

中 嶋



【書類名】 特許願
【整理番号】 MP1207
【提出日】 平成17年 1月31日
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H02M 3/28
【発明者】
 【住所又は居所】 京都府長岡京市東神足1丁目10番1号 株式会社村田製作所内
 【氏名】 長井 淳
【特許出願人】
 【識別番号】 000006231
 【氏名又は名称】 株式会社村田製作所
【代理人】
 【識別番号】 100093894
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 五十嵐 清
【手数料の表示】
 【予納台帳番号】 000480
 【納付金額】 16,000円
【提出物件の目録】
 【物件名】 特許請求の範囲 1
 【物件名】 明細書 1
 【物件名】 図面 1
 【物件名】 要約書 1
 【包括委任状番号】 9004888

【書類名】 特許請求の範囲

【請求項 1】

電磁結合された一次コイルと二次コイルと三次コイルを有するトランスと、このトランスの一次コイル側に設けられスイッチオン・オフ動作により外部の電源から一次コイルに供給されるエネルギーを制御して一次コイルに生じる電圧を制御するメインスイッチ素子と、トランスの一次コイルの電圧に応じた二次コイルの出力電圧を整流平滑して外部に向けて出力する二次側整流平滑回路と、三次コイルの出力電圧を整流平滑して直流電圧を作り出し当該直流電圧を二次側整流平滑回路の出力電圧の検出電圧として検出出力する三次側整流平滑回路と、この三次側整流平滑回路から出力される検出電圧に基づいてメインスイッチ素子のスイッチオン・オフ動作を、二次側整流平滑回路の出力電圧が安定化するように制御する制御回路とを有し、前記二次側整流平滑回路には、二次コイルの出力電圧を整流する整流素子として、メインスイッチ素子のスイッチオン・オフ動作に同期してオン・オフ動作を行う整流側同期整流器と転流側同期整流器を有する構成を備えた絶縁型 DC-DC コンバータにおいて、三次側整流平滑回路には、三次コイルの出力電圧を整流する整流素子として、メインスイッチ素子がオフしている間はスイッチオン動作する転流側同期整流器が設けられていることを特徴とする絶縁型 DC-DC コンバータ。

【請求項 2】

メインスイッチ素子は、制御回路から出力されるオン駆動用の信号によりメインスイッチ素子の入力容量が充電されてターンオンするものであり、制御回路からオン駆動用の信号の出力が開始されてからメインスイッチ素子がターンオンするまでの入力容量の充電期間中に、二次側整流平滑回路の転流側同期整流器および三次側整流平滑回路の転流側同期整流器を、メインスイッチ素子がターンオンする前にスイッチオフさせる早期オフ駆動回路が設けられていることを特徴とする請求項 1 記載の絶縁型 DC-DC コンバータ。

【請求項 3】

三次側整流平滑回路には、転流側同期整流器が設けられていると共に、メインスイッチ素子のオン期間にスイッチオン動作する整流側同期整流器が設けられていることを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 記載の絶縁型 DC-DC コンバータ。

【書類名】 明細書

【発明の名称】 絶縁型DC-DCコンバータ

【技術分野】

【0001】

本発明は、外部への出力電圧を間接的に検出し当該検出電圧に基づいて出力電圧の安定化制御を行う構成を持つ絶縁型DC-DCコンバータに関するものである。

【背景技術】

【0002】

図5には絶縁型DC-DCコンバータの主要構成部分の一例が示されている。この絶縁型DC-DCコンバータ1はトランス2を有し、このトランス2の一次コイルN1側には、メインスイッチ素子（例えばMOS-FET）Qと、入力フィルタ回路3とが設けられており、メインスイッチ素子Qのスイッチオン・オフ動作に基づいて外部の電源4から入力フィルタ回路3を通して一次コイルN1にエネルギーが供給される。

【0003】

トランス2の二次コイルN2側には二次側整流平滑回路5が設けられている。この二次側整流平滑回路5は、一次コイルN1に生じている電圧に応じた二次コイルN2の出力電圧を整流平滑して直流電圧を作り出し当該直流電圧を出力電圧 V_{out} として外部の負荷Sに出力する回路であり、整流側同期整流器（例えばMOS-FET）6と、転流側同期整流器（例えばMOS-FET）7と、同期整流器駆動回路8と、平滑回路9とを有して構成されている。

【0004】

トランス2の三次コイルN3側には三次側整流平滑回路10が設けられている。この三次側整流平滑回路10は、三次コイルN3の出力電圧を整流平滑して直流電圧を作り出し当該直流電圧を二次側整流平滑回路5の出力電圧 V_{out} の検出電圧 V_k として検出出力する回路であり、整流側ダイオード11と、転流側ダイオード12と、チョークコイル13と、平滑用コンデンサ14と、分圧抵抗体15、16とを有して構成されている。

【0005】

また、この絶縁型DC-DCコンバータ1には、三次側整流平滑回路10から出力される検出電圧 V_k と、基準電源17の基準電圧 V_s との差分に応じた電圧を出力するエラーアンプ18が設けられている。また、制御回路20が設けられている。この制御回路20は、エラーアンプ18の出力電圧に基づいて（換言すれば、三次側整流平滑回路10の検出電圧 V_k に基づいて）、二次側整流平滑回路5の出力電圧 V_{out} が予め定められた設定の電圧値に安定化するようにメインスイッチ素子Qのスイッチオン・オフ動作を例えばPWM制御方式により制御する回路構成を有するものである。なお、この例では、制御回路20は、三次側整流平滑回路10の平滑コンデンサ14から出力される直流電圧 V_{cc} を電源電圧として利用している。

【0006】

【特許文献1】 特許第3391320号公報

【特許文献2】 特許第3339452号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

上記したような絶縁型DC-DCコンバータ1では、良好な出力電圧精度を得るためには、出力電圧 V_{out} と、三次側整流平滑回路10から出力される検出電圧 V_k とが完全な比例関係にあることが望ましい。しかしながら、図5に示される絶縁型DC-DCコンバータ1の構成では、メインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間における次に述べるような回路動作によって、出力電圧 V_{out} と検出電圧 V_k との比例関係が崩れてしまうという問題がある。

【0008】

次に、メインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間中の回路動作の一例を図6の波形図を

利用して説明する。例えば、メインスイッチ素子Qがスイッチオフすると（時間 t_0 ）、メインスイッチ素子Qのソースドレイン間に並列的に生じる寄生容量と、トランス2の励磁インダクタンスとのLC共振が開始され、これにより、メインスイッチ素子Qのドレインに、図6（b）に示されるようなLC共振のバルス電圧が生じる。そのLC共振の半周期が経過すると（時間 t_1 ）、トランス2のリセットが完了する。

【0009】

このトランス2のリセット完了時点からメインスイッチ素子Qがオンするまでの期間（時間 t_1 から時間 t_2 までの期間）においては、メインスイッチ素子Qのドレイン電圧は、後述する電圧 V_d にクランプされた状態となる。また、メインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間中には、同期整流器駆動回路8によって、図6（e）の波形例に示されるように転流側同期整流器7のゲートには駆動電圧が印加されて転流側同期整流器7はオン状態に制御される。また、このメインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間中には、図6（d）の波形例に示されるように整流側同期整流器6のゲートには駆動電圧が加えられず整流側同期整流器6はオフ状態に制御されている。

【0010】

メインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間中には、入力フィルタ9を構成しているチョークコイル（図示せず）の励磁インダクタンスに基づいたエネルギーが図5に示すようなA経路でもって通電して負荷Sに電力が供給されている。また、このメインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間中には、上記のように整流側同期整流器6はオフ状態に制御されているのにも拘わらず、整流側同期整流器6のドレインソース間に並列的に生じる寄生ダイオードのために、トランス2のリセットが完了すると、トランス2の二次コイルN2→転流側同期整流器7→整流側同期整流器6の寄生ダイオード→二次コイルN2の経路でもってトランス2の励磁電流が循環通電してしまう。これにより、整流側同期整流器6の両端には寄生ダイオードの順方向降下電圧 V_f が発生する。このために、トランス2のリセット完了時点からメインスイッチ素子Qがオンするまでの期間（ $t_1 \sim t_2$ の期間（トランス励磁電流循環期間））には、二次コイルN2の両端電圧は、その整流側同期整流器6の寄生ダイオードの順方向降下電圧 V_f でクランプされる。

【0011】

このため、外部の電源4から絶縁型DC-DCコンバータ1に供給される入力電圧を V_{in} とし、一次コイルN1の巻き数を N_1 とし、二次コイルN2の巻き数を N_2 とし、三次コイルN3の巻き数を N_3 とした場合、トランス励磁電流循環期間（ $t_1 \sim t_2$ の期間）のメインスイッチ素子Qのドレインのクランプ電圧 V_d は、 $V_d = V_{in} - (N_1 / N_2) \times V_f$ の数式で求まる電圧となる。また、三次コイルN3に発生する電圧 V_3 は、 $V_3 = (N_3 / N_2) \times V_f$ の数式で求まる電圧でクランプされる。

【0012】

三次側整流平滑回路10では、メインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間中には、チョークコイル13に蓄積されているエネルギーに基づいて、チョークコイル13と転流側ダイオード12を通る図5に示されるB経路でもって電流が通電する。また、前記したように、このメインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間中には、三次コイルN3に電圧 V_3 が発生している。三次側整流平滑回路10では、転流側の整流素子として一方向導通特性を持つダイオード12が設けられているので、三次コイルN3の電圧 V_3 に基づいた電流は、転流側ダイオード12と整流側ダイオード11を順に通る経路で通電せず、チョークコイル13と整流側ダイオード11と三次コイルN3を通る図5に示されるC経路でもって通電する。三次側整流平滑回路10では、メインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間中の検出電圧 V_k は、B経路の電流通電による電圧に、C経路の電流通電による電圧が重畳された電圧となっている。

【0013】

上記のようなメインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間中において、二次側整流平滑回路5から負荷Sに出力される電圧 V_{out} には、二次コイルN2に発生している電圧 V_f の影響が無いのに対して、三次側整流平滑回路10から出力される検出電圧 V_k には、二次コ

イルN2の電圧V_Iに基づいた三次コイルN3の電圧V₃が関与している。このため、二次側整流平滑回路5の出力電圧V_{out}と、三次側整流平滑回路10の検出電圧V_kとの相関関係が崩れてしまう。

【0014】

すなわち、三次側整流平滑回路10の検出電圧V_kは、次に示される電圧V₂分、二次側整流平滑回路5の出力電圧V_{out}との相関関係がずれてしまう。

【0015】

$$V_2 = V_I \times (N_3 / N_2) \times (T_{cy} / T_{sw})$$

【0016】

なお、V_Iはメインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間中における整流側同期整流器6の寄生ダイオードの順方向降下電圧であり、N₂は二次コイルN2の巻き数であり、N₃は三次コイルN3の巻き数であり、T_{cy}はトランス励磁電流循環期間の長さであり、T_{sw}はスイッチング周期の1周期の長さである。

【0017】

図5に示される回路構成のDC-DCコンバータ1では、トランス励磁電流循環期間の長さは入力電圧V_{in}の大きさによって変わるので、入力電圧V_{in}の変動によって二次側整流平滑回路5の出力電圧V_{out}と、三次側整流平滑回路10の検出電圧V_kとの関係が変わってしまう。また、ダイオードの順方向降下電圧V_Iは周囲の環境温度が低温になるに従って大きくなり、高温になるに従って小さくなることから、周囲温度の変動によっても、二次側整流平滑回路5の出力電圧V_{out}と、三次側整流平滑回路10の検出電圧V_kとの関係が変わってしまう。

【0018】

このように入力電圧V_{in}の変動や、周囲の環境温度変動によって、出力電圧V_{out}と検出電圧V_kとの関係が変化してしまうため、検出電圧V_kが出力電圧V_{out}と比例関係となるように検出電圧V_kを補正することは非常に難しい。すなわち、図5に示される絶縁型DC-DCコンバータ1の回路構成では、出力電圧V_{out}と検出電圧V_kの完全な比例関係を得ることは非常に困難であり、出力電圧V_{out}の良好な精度を確保できないという問題があった。特に、近年、二次コイルN2の巻き数N₂に対する三次コイルN3の巻き数N₃の比(N₃/N₂)が大きくなる傾向にあることから、出力電圧V_{out}と検出電圧V_kの相関性は悪化しており、出力電圧V_{out}の低い低出力の絶縁型DC-DCコンバータ1においては、出力電圧V_{out}の変動幅を予め定められた許容範囲内に抑えることが難しくなっている。

【0019】

本発明は上記課題を解決するために成されたものであり、その目的は、出力電圧V_{out}と検出電圧V_kの良好な比例関係を得ることができて出力電圧精度を向上できる絶縁型DC-DCコンバータを提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0020】

上記目的を達成するために、この発明は次に示す構成をもって前記課題を解決するための手段としている。すなわち、この発明は、電磁結合された一次コイルと二次コイルと三次コイルを有するトランスと、このトランスの一次コイル側に設けられスイッチオン・オフ動作により外部の電源から一次コイルに供給されるエネルギーを制御して一次コイルに生じる電圧を制御するメインスイッチ素子と、トランスの一次コイルの電圧に応じた二次コイルの出力電圧を整流平滑して外部に向けて出力する二次側整流平滑回路と、三次コイルの出力電圧を整流平滑して直流電圧を作り出し当該直流電圧を二次側整流平滑回路の出力電圧の検出電圧として検出出力する三次側整流平滑回路と、この三次側整流平滑回路から出力される検出電圧に基づいてメインスイッチ素子のスイッチオン・オフ動作を、二次側整流平滑回路の出力電圧が安定化するように制御する制御回路とを有し、前記二次側整流平滑回路には、二次コイルの出力電圧を整流する整流素子として、メインスイッチ素子のスイッチオン・オフ動作に同期してオン・オフ動作を行う整流側同期整流器と転流側同

期整流器を有する構成を備えた絶縁型DC-DCコンバータにおいて、三次側整流平滑回路には、三次コイルの出力電圧を整流する整流素子として、メインスイッチ素子がオフしている間はスイッチオン動作する転流側同期整流器が設けられていることを特徴としている。

【発明の効果】

【0021】

この発明によれば、三次側整流平滑回路には、三次コイルの出力電圧を整流する整流素子として、メインスイッチ素子がオフしている間はスイッチオン動作する転流側同期整流器（例えばFET）が設けられている構成とした。このため、メインスイッチ素子がスイッチオフしている期間中であって、トランスに励磁されたエネルギーを維持するための励磁電流が二次側整流平滑回路の転流側同期整流器と整流側同期整流器と二次コイルを通る経路でもって通電している期間（トランス励磁電流循環期間）には、その二次コイルの励磁電流通電に起因した三次コイルの誘起電圧に基づいた電流は、三次側整流平滑回路の転流側同期整流器と、三次コイルとを通過して循環することとなり、三次側整流平滑回路の出力側は通電しない。つまり、メインスイッチ素子がスイッチオフしている期間中におけるトランス励磁電流循環期間には、三次側整流平滑回路から制御回路に向けて出力される検出電圧に、三次コイルの電圧は関与しないこととなる。

【0022】

すなわち、従来の構成では、三次側整流平滑回路の検出電圧には、二次側整流平滑回路の出力電圧と、三次側整流平滑回路の検出電圧との相関関係を崩していた電圧成分（つまり、三次コイルの誘起電圧に基づいた電圧成分）が含まれていたが、この発明では、その相関関係を崩していた電圧成分が三次側整流平滑回路の検出電圧に含まれることを回避できるので、二次側整流平滑回路の出力電圧と、三次側整流平滑回路の検出電圧との良好な相関関係を得ることができる。

【0023】

よって、三次側整流平滑回路の検出電圧に基づいた制御回路のメインスイッチ素子のスイッチング制御により、二次側整流平滑回路の出力電圧を高精度に制御することができることとなり、出力電圧の出力精度を向上させることができる。

【0024】

また、三次側整流平滑回路の転流側の整流素子だけでなく、三次側整流平滑回路の整流側の整流素子にも、同期整流器を用いることによって、三次側整流平滑回路において、電流不連続モードを無くすることができる。これにより、三次側整流平滑回路を構成するチョークコイルとして、電流不連続モードの発生を気にせずに小さいインダクタンス値のものを設けることが可能となる。このため、三次側整流平滑回路のチョークコイルの低コスト化を図ることができるし、また、チョークコイルの損傷の発生率を低減させることができるので、チョークコイルの信頼性を高めることができる。

【0025】

さらに、二次側整流平滑回路の転流側同期整流器および三次側整流平滑回路の転流側同期整流器を、メインスイッチ素子がターンオンする前にスイッチオフさせる早期オフ駆動回路が設けられているものにあっては、メインスイッチ素子がターンオンしたときには転流側同期整流器は既にスイッチオフしているので、転流側同期整流器のターンオフ遅れに起因した回路効率の悪化などの様々な問題発生を防止することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0026】

以下に、この発明に係る実施形態例を図面に基づいて説明する。

【0027】

図1には第1実施形態例の絶縁型DC-DCコンバータの主要な回路構成部分が表示されている。なお、この第1実施形態例の説明において、図5に示される絶縁型DC-DCコンバータと同一構成部分には同一符号を付し、その共通部分の重複説明は省略する。

【0028】

この第1実施形態例では、三次側整流平滑回路10において、転流側の整流素子として、同期整流器（例えばMOS-FET）24が設けられ、また、この同期整流器24をオン・オフ駆動させるための駆動回路25が設けられている。駆動回路25は、三次コイルN3に発生する電圧を利用して、メインスイッチ素子Qがスイッチオンしているときには転流側同期整流器24をスイッチオフさせ、メインスイッチ素子Qがスイッチオフしている間は転流側同期整流器24をスイッチオンさせる構成を備えているものである。

【0029】

この第1実施形態例では、上記した構成以外の構成は図5に示される構成と同様である。この第1実施形態例では、三次側整流平滑回路10の転流側の整流素子として転流側同期整流器24を設けたので、メインスイッチ素子Qがスイッチオフしている期間であってトランス励磁電流が二次コイルN2に通電している期間中には、二次コイルN2の電圧V_Iに応じた三次コイルN3の電圧に基づいた電流は、転流側同期整流器24と整流側ダイオード11と三次コイルN3を循環通電する。

【0030】

従来の構成では、その三次コイルN3の電圧に基づいた電流がチョークコイル13側に通電してしまい、チョークコイル13の励磁エネルギーに基づいた電圧に、その三次コイルN3の出力電圧に応じた不要な電圧が重畳されて、二次側整流平滑回路5の出力電圧V_{out}と三次側整流平滑回路10の検出電圧V_kとの相関関係が崩れていた。これに対して、この第1実施形態例の構成では、三次コイルN3の電圧に基づいた電流がチョークコイル13側に流れ込むことを防止できるので、二次側整流平滑回路5の出力電圧V_{out}と三次側整流平滑回路10の検出電圧V_kとの相関関係を崩す電圧成分（つまり、二次コイルN2の電圧V_Iに応じた三次コイルN3の電圧に基づいた電圧成分）が、三次側整流平滑回路10の検出電圧V_kに含まれることを回避できる。これにより、二次側整流平滑回路5の出力電圧V_{out}と、三次側整流平滑回路10の検出電圧V_kとの良好な相関関係を得ることができる。

【0031】

よって、従来の構成では、三次側整流平滑回路10の検出電圧V_kに基づいた制御回路20の制御動作により、三次側整流平滑回路10の検出電圧V_kは、図2のグラフの実線Aに示されるように、入力電圧が変動しても、周囲温度が変動しても、ほぼ一定に安定化しているのに対して、三次側整流平滑回路10の検出電圧V_kと二次側整流平滑回路5の出力電圧V_{out}との相関関係の崩れにより、二次側整流平滑回路5の出力電圧V_{out}は、図2のグラフの点線a～cに示されるように、入力電圧の変動や、周囲温度変動によって変動してしまう。これに対して、この第1実施形態例において特有な構成を備えることによって、二次側整流平滑回路5の出力電圧V_{out}と三次側整流平滑回路10の検出電圧V_kとの良好な相関関係を得ることができるので、図2のグラフの実線A、Bに示されるように、三次側整流平滑回路10の検出電圧V_kも、二次側整流平滑回路5の出力電圧V_{out}も、入力電圧の変動や、周囲温度の変動によらずに、一定に安定化させることができ、絶縁型DC-DCコンバータ1の出力精度を高めることができる。

【0032】

以下に、第2実施形態例を説明する。なお、この第2実施形態例の説明において、第1実施形態例と同一構成部分には同一符号を付し、その共通部分の重複説明は省略する。

【0033】

図3には第2実施形態例の絶縁型DC-DCコンバータの主要構成部分が示されている。この第2実施形態例では、第1実施形態例と同様に三次側整流平滑回路10の転流側の整流素子として同期整流器24が設けられている構成を備え、また、制御回路20からメインスイッチ素子Qのゲートに至る電流経路にはドライブトランス26の一次コイル27が介設されている。この一次コイル27と並列的にダイオード28が設けられている。

【0034】

ドライブトランス26の二次コイル30の一端側は駆動スイッチ素子（例えばMOS-FET）31の制御端子（ゲート）に接続され、二次コイル30の他端側は整流側同期整

流器 6 のソース側に接続されている。また、トランス 2 には四次コイル N 4 が設けられ、この四次コイル N 4 の一端側は駆動スイッチ素子 3 1 のドレインに接続され、四次コイル N 4 の他端側は転流側同期整流器 7 のゲートに接続されている。二次側整流平滑回路 5 の同期整流器 6 のゲートと、二次コイル N 2 との間にはコンデンサ 3 2 が介設されている。

【0035】

さらに、ドライブトランス 2 6 には三次コイル 3 3 が設けられており、この三次コイル 3 3 の一端側は駆動スイッチ素子（例えば MOS-FET）3 4 の制御端子（ゲート）に接続され、三次コイル 3 3 の他端側は駆動スイッチ素子 3 4 のソース側と整流側ダイオード 1 1 のアノード側との接続部に接続されている。さらにまた、トランス 2 には五次コイル N 5 が設けられ、この五次コイル N 5 の一端側は転流側同期整流器 2 4 のゲートに接続され、五次コイル N 5 の他端側は駆動スイッチ素子 3 4 のドレイン側に接続されている。

【0036】

この第 2 実施形態例において特有な回路構成部分は上記のように構成されており、それ以外の構成は第 1 実施形態例の構成と同様である。次に、この第 2 実施形態例において特有な回路構成部分の回路動作の一例を述べる。この回路構成では、メインスイッチ素子 Q がスイッチオフしている期間中には、トランス 2 の四次コイル N 4 に誘起されている電圧によって、転流側同期整流器 7 の入力容量が充電されてスイッチオン状態となり、また、トランス 2 の五次コイル N 5 の誘起電圧によって、転流側同期整流器 3 4 の入力容量も充電されてスイッチオン状態となっている。

【0037】

例えば、制御回路 2 0 からメインスイッチ素子 Q のゲートに向けて、メインスイッチ素子 Q をスイッチオンさせるためのオン駆動用の信号が出力されると、このオン駆動用の信号はドライブトランス 2 6 の一次コイル 2 7 と、メインスイッチ素子 Q の入力容量とに加えられる。これにより、メインスイッチ素子 Q の入力容量の充電が開始される。メインスイッチ素子 Q は、制御回路 2 0 から出力されるオン駆動用の信号によりメインスイッチ素子 Q の入力容量が充電されてターンオンするものである。この第 2 実施形態例では、メインスイッチ素子 Q の入力容量の充電経路にドライブトランス 2 6 の一次コイル 2 7 が介設されているので、メインスイッチ素子 Q の入力容量の充電速度が遅くなり、メインスイッチ素子 Q のターンオンが遅れることとなる。

【0038】

一方、ドライブトランス 2 6 においては、制御回路 2 0 から出力されたオン駆動用の信号が一次コイル 2 7 に通電し始めたときに、この通電により、駆動スイッチ素子 3 1 の入力容量を瞬間的に充電させて駆動スイッチ素子 3 1 をオンさせることができる電圧がドライブトランス 2 6 の二次コイル 3 0 に誘起されるように構成されている。このため、制御回路 2 0 からオン駆動用の信号が出力し始めた直後に、駆動スイッチ素子 3 1 がターンオンする。

【0039】

この駆動スイッチ素子 3 1 のオン駆動により、転流側同期整流器 7 の入力容量の電荷が、四次コイル N 4 と駆動スイッチ素子 3 1 を通って引き抜き放電される。これにより、転流側同期整流器 7 がスイッチオフする。

【0040】

このように転流側同期整流器 7 がスイッチオフしたときに、メインスイッチ素子 Q の入力容量の充電が未だ終了していないように、ドライブトランス 2 6 の一次コイル 2 7 の巻き数等が設計されている。このため、制御回路 2 0 から出力されるオン駆動用の信号の出力が開始されてからメインスイッチ素子 Q の入力容量が充電されてメインスイッチ素子 Q がターンオンするまでの入力容量の充電期間中に、二次側整流平滑回路 5 の転流側同期整流器 7 が、メインスイッチ素子 Q がターンオンする前にスイッチオフする。

【0041】

三次側整流平滑回路 1 0 の転流側同期整流器 2 4 に関しても、上記同様に、メインスイッチ素子 Q がスイッチオンする前に転流側同期整流器 2 4 がターンオフする構成となつて

いる。すなわち、制御回路20からメインスイッチ素子Qに向けてオン駆動用の信号の出力が開始され、そのオン駆動用の信号がドライブトランス26の一次コイル27に通電すると、この通電によりドライブトランス26の三次コイル33に誘起される電圧によって、駆動スイッチ素子34の入力容量が瞬時的に充電完了して駆動スイッチ素子34がスイッチオンする。これにより、転流側同期整流器24の入力容量の電荷が、五次コイルN5と駆動スイッチ素子34を通して引き抜き放電されて転流側同期整流器24が、メインスイッチ素子Qがターンオンする前にスイッチオフする。

【0042】

すなわち、この第2実施形態例では、ドライブトランス26と、駆動スイッチ素子31、34と、駆動スイッチ素子31の入力容量の電荷の放電経路と、駆動スイッチ素子34の入力容量の電荷の放電経路とによって、二次側整流平滑回路5の転流側同期整流器7および三次側整流平滑回路10の転流側同期整流器24の早期オフ駆動回路が構成されている。

【0043】

以下に、第3実施形態例を説明する。なお、この第3実施形態例の説明において、第1や第2の各実施形態例と同一構成部分には同一符号を付し、その共通部分の重複説明は省略する。

【0044】

この第3実施形態例では、図4に示されるように、三次側整流平滑回路10の整流側の整流素子として整流側同期整流器36が設けられ、この整流側同期整流器36のゲートはコンデンサ37を介して三次コイルN3に接続されており、三次コイルN3の電圧によって、メインスイッチ素子Qのスイッチオン期間には整流側同期整流器36はスイッチオンし、メインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間には整流側同期整流器36はスイッチオフする。

【0045】

上記以外の構成は第2実施形態例と同様である。

【0046】

なお、この発明は第1～第3の各実施形態例の形態に限定されるものではなく、様々な実施の形態を採り得る。例えば、第3実施形態例では、早期オフ駆動回路が設けられている絶縁型DC-DCコンバータにおいて、三次側整流平滑回路10の転流側素子として転流側同期整流器24を、また、整流側素子として整流側同期整流器36を、それぞれ、設けた回路構成例を挙げたが、早期オフ駆動回路が設けられていないものにあっても、三次側整流平滑回路10の転流側素子として転流側同期整流器24を、また、整流側素子として整流側同期整流器を、それぞれ、設けてもよい。

【図面の簡単な説明】

【0047】

【図1】第1実施形態例の絶縁型DC-DCコンバータの主要な回路構成部分を表した回路図である。

【図2】図1に示される構成から得られる効果を説明するためのグラフである。

【図3】第2実施形態例の絶縁型DC-DCコンバータの主要な回路構成部分を表した回路図である。

【図4】第3実施形態例の絶縁型DC-DCコンバータの主要な回路構成部分を表した回路図である。

【図5】従来の絶縁型DC-DCコンバータの主要な回路構成部分を表した回路図である。

【図6】図5に示す絶縁型DC-DCコンバータの主要な回路構成部分の回路動作の一例を説明するための波形図である。

【符号の説明】

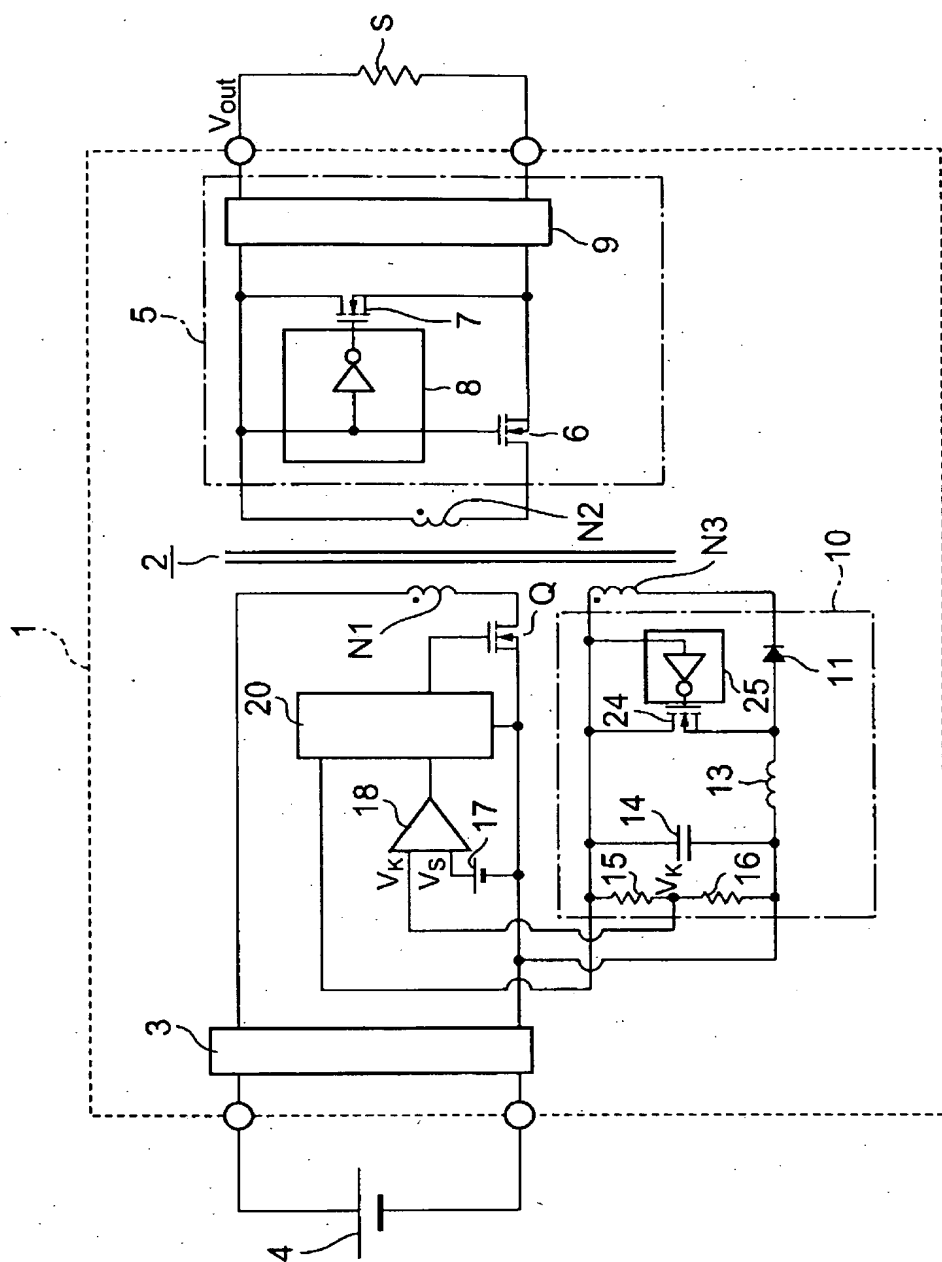
【0048】

1 絶縁型DC-DCコンバータ

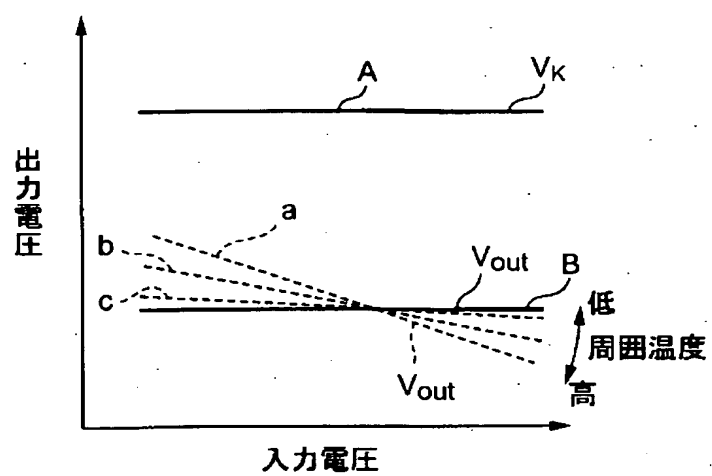
- 2 トランス
- 5 二次側整流平滑回路
- 6, 3 6 整流側同期整流器
- 7, 2 4 転流側同期整流器
- 1 0 三次側整流平滑回路

【書類名】 図面

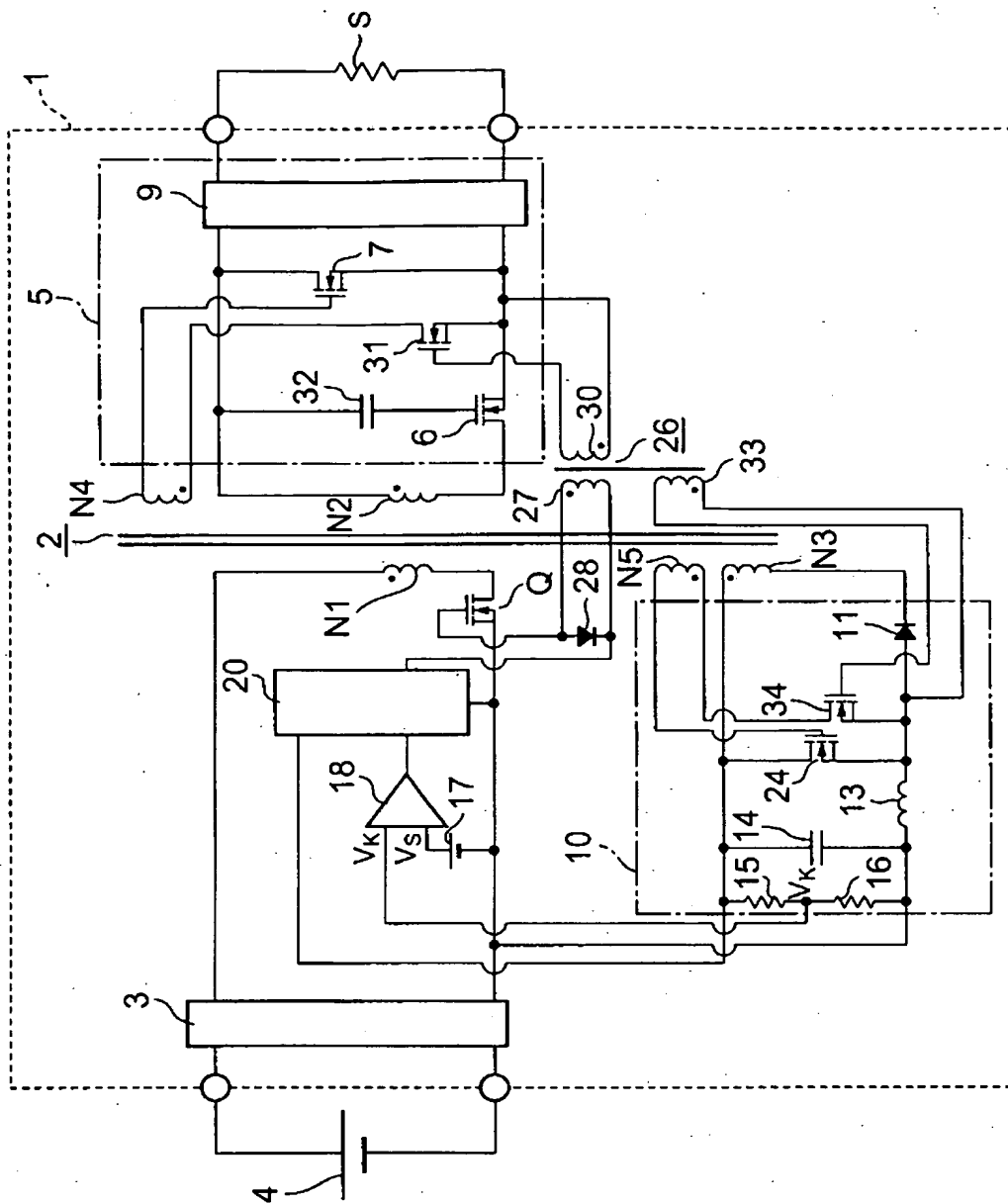
【図 1】



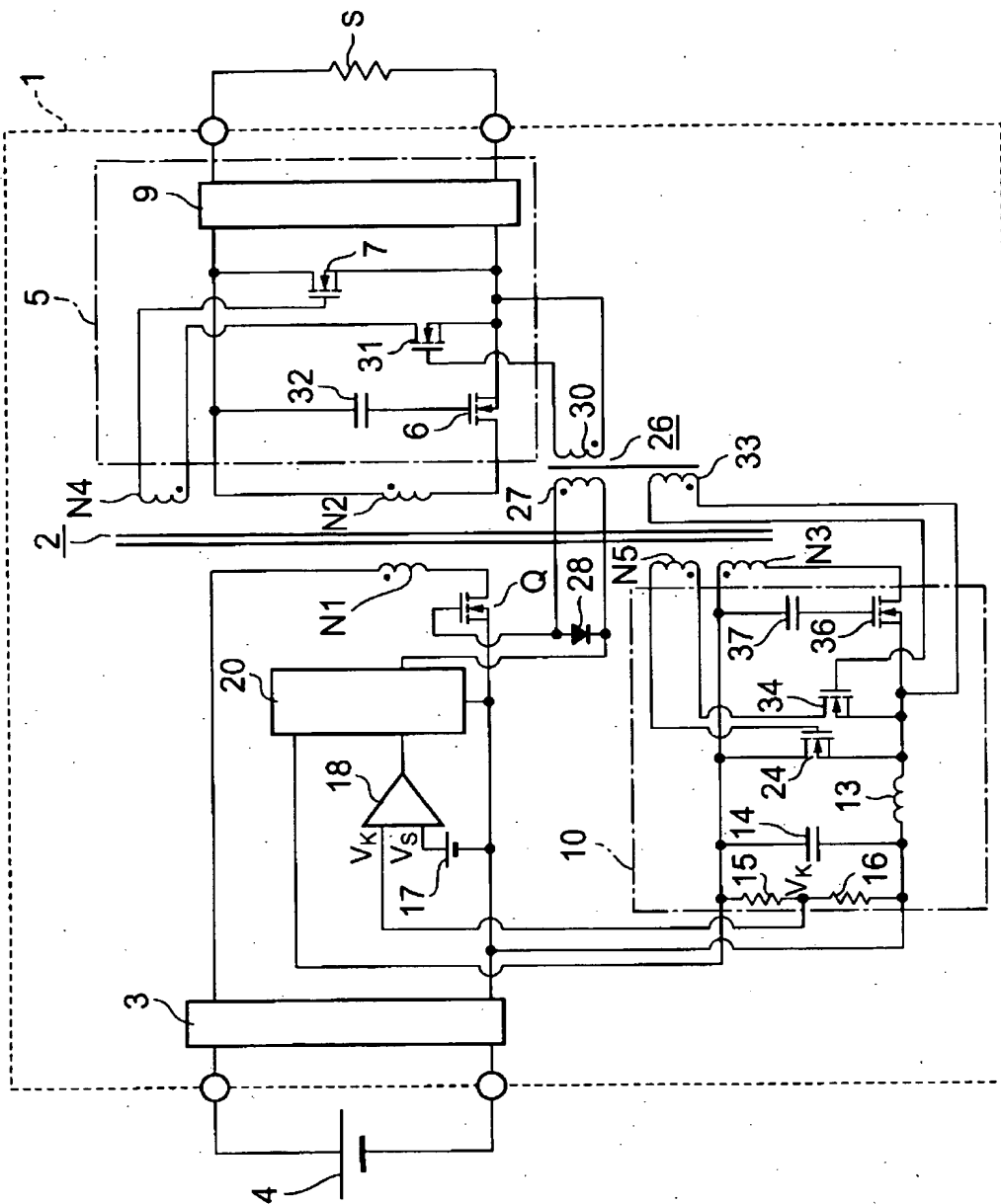
【图 2】



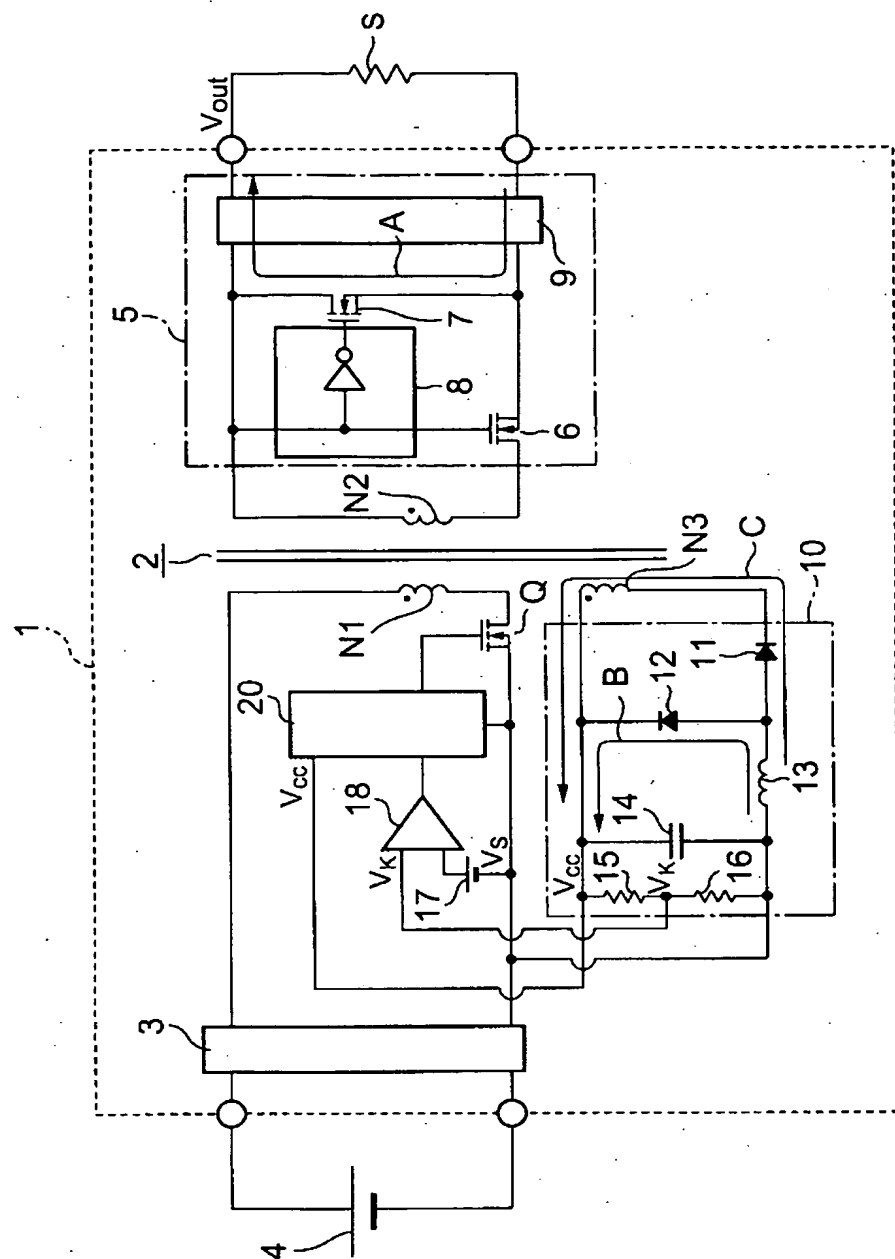
【图 3】



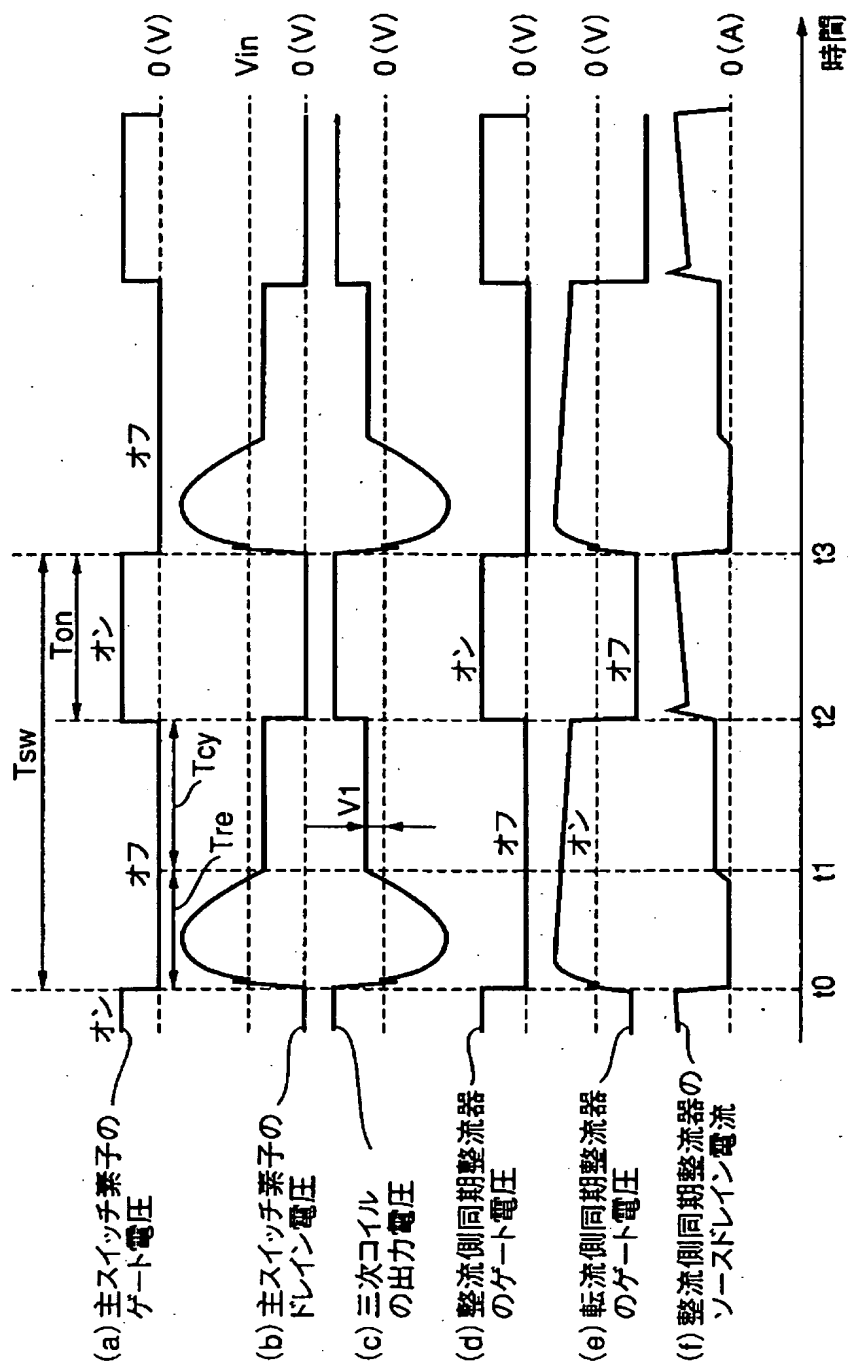
【图 4】



【図 5】



【図 6】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 出力電圧の精度を高める。

【解決手段】 トランス 2 の二次コイル N 2 の出力電圧 V_{out} を整流平滑して外部に向けて出力する二次側整流平滑回路 5 と、三次コイル N 3 の出力電圧を整流平滑して直流電圧を作り出し当該直流電圧を二次側整流平滑回路 5 の出力電圧 V_{out} の検出電圧 V_k として検出出力する三次側整流平滑回路 10 と、その検出電圧 V_k に基づいてメインスイッチ素子 Q のスイッチオン・オフ動作を出力電圧 V_{out} の安定化方向に制御する制御回路 20 とを有し、二次側整流平滑回路 5 には、整流素子として整流側同期整流器 6 と転流側同期整流器 7 を有する絶縁型 DC-DC コンバータ 1 において、三次側整流平滑回路 10 には、三次コイル N 3 の出力電圧を整流する整流素子として、メインスイッチ素子 Q がオフしている間はスイッチオン動作する転流側同期整流器 24 を設ける。

【選択図】 図 1

出願人履歴

0 0 0 0 0 6 2 3 1

20041012

住所変更

京都府長岡京市東神足1丁目10番1号
株式会社村田製作所